

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-122311

(43)Date of publication of application : 30.04.1999

(51)Int.CI. H04L 27/18
 H04J 3/00
 // H03H 17/02

(21)Application number : 09-299593

(71)Applicant : FUJITSU LTD

(22)Date of filing : 17.10.1997

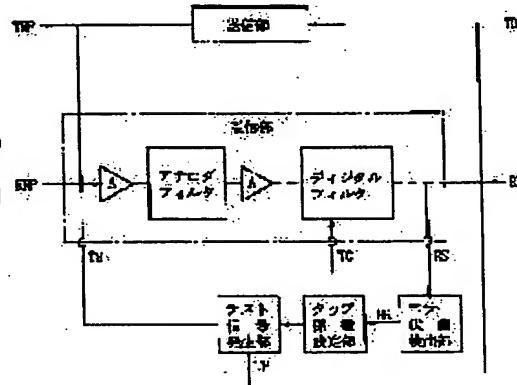
(72)Inventor : MORIYAMA YUKIHIRO

(54) DIGITAL RADIO COMMUNICATION SYSTEM AND ITS ADJUSTMENT METHOD

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To adaptively compensate a characteristic of an analog filter by a digital filter in a digital radio communication system and its adjustment method, to select the compensation characteristic and to positively control it.

SOLUTION: A reception section that receives and demodulates a digital modulation wave is provided with a pre-stage analog filter and a digital filter whose characteristic is varied with a tap coefficient to compensate a characteristic of the analog filter, a test signal generating section gives a test signal TS to the reception section, an error state detection section detects a prescribed error state ER based on a digital demodulation signal RS of the test signal by the reception section, and a tap coefficient setting section sequentially and tentatively sets a tap coefficient in a direction reducing the detected error state to repeat the test processing and sets the tap coefficient to minimize the error state finally.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 28.03.2001

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3476662

[Date of registration] 26.09.2003

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C) 1998,2003 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-122311

(43)公開日 平成11年(1999)4月30日

(51)Int.Cl.⁸
H 04 L 27/18
H 04 J 3/00
// H 03 H 17/02
識別記号
6 1 5

F I
H 04 L 27/18 A
H 04 J 3/00 H
H 03 H 17/02 6 1 5 A

審査請求 未請求 請求項の数20 FD (全 19 頁)

(21)出願番号 特願平9-299593

(22)出願日 平成9年(1997)10月17日

(71)出願人 000005223
富士通株式会社
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号
(72)発明者 森山 幸弘
福岡県福岡市博多区博多駅前三丁目22番8
号 富士通九州ディジタル・テクノロジ株
式会社内
(74)代理人 弁理士 ▲高▼須 宏

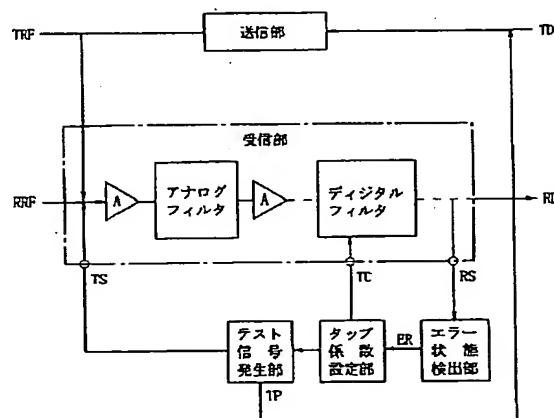
(54)【発明の名称】 デジタル無線通信装置及びその調整方法

(57)【要約】

【課題】 デジタル無線通信装置及びその調整方法に
関し、アナログフィルタの特性をデジタルフィルタで
適応的に補うと共に、その補償特性を選択、更には積極
的に制御可能なことを課題とする。

【解決手段】 デジタル変調波を受信復調する受信部
であって、前段のアナログフィルタと、アナログフィル
タの特性を捕うべくタップ係数によりそのフィルタ特性
を可変可能なデジタルフィルタとを備え、テスト信号
発生部は受信部にテスト用信号T Sを供給し、エラー状
態検出部は受信部によるテスト用信号のデジタル復調
信号R Sに基づき所定のエラー状態E Rを検出し、そ
して、タップ係数設定部は検出されたエラー状態に基づき
これを少なくする方向のタップ係数を順次仮設定して上
記テスト処理を繰り返すと共に、最終的にエラー状態を
最小とする様なタップ係数を本設定する。

本発明の原理を説明する図



【特許請求の範囲】

【請求項1】 ディジタル変調波を受信復調する受信部であって、

前段のアナログフィルタと、

前記アナログフィルタの特性を補うべくタップ係数によりそのフィルタ特性を可変可能なディジタルフィルタと、

外部の調整装置を接続する端子であって、テスト用のRF信号、前記ディジタルフィルタのタップ係数及び受信部のディジタル復調信号を出入力するためのもの、とを備えることを特徴とするディジタル無線通信装置。

【請求項2】 請求項1のディジタル無線通信装置の調整方法において、

受信部のRF信号端子にテスト用RF信号を供給してそのディジタル復調信号についての所定のエラー状態を検出すると共に、前記エラー状態を少なくする方向のタップ係数を順次仮設定して上記処理を繰り返し、最終的に前記エラー状態を最小とする様なタップ係数を本設定することを特徴とするディジタル無線通信装置の調整方法。

【請求項3】 所定のエラー状態は、ディジタル再生信号のビット誤り率、ディジタル復調ベースンバンド信号のアイバターンの劣化又はディジタル復調ベースンバンド信号の符号点からの偏差に係るものであることを特徴とする請求項2に記載のディジタル無線通信装置の調整方法。

【請求項4】 ディジタル変調波を受信復調する受信部であって、前段のアナログフィルタと、前記アナログフィルタの特性を補うべくタップ係数によりそのフィルタ特性を可変可能なディジタルフィルタとを備えるものと、

前記受信部にテスト用信号を供給するテスト信号発生部と、

前記受信部による前記テスト用信号のディジタル復調信号に基づき所定のエラー状態を検出するエラー状態検出部と、

前記検出されたエラー状態に基づきこれを少なくする方向のタップ係数を順次仮設定して上記テスト処理を繰り返すと共に、最終的に前記エラー状態を最小とする様なタップ係数を本設定するタップ係数設定部とを備えることを特徴とするディジタル無線通信装置。

【請求項5】 自局のデータ信号をディジタル変調して送信する送信部を備え、テスト信号発生部のテスト用データ信号を前記送信部を介してディジタル変調し、これを受信部のRF入力端子に供給する様に構成したことを特徴とする請求項4に記載のディジタル無線通信装置。

【請求項6】 ディジタル変調波を受信復調する受信部であって、前段のアナログフィルタと、前記アナログフィルタの特性を補うべくタップ係数によりそのフィルタ特性を可変可能なディジタルフィルタとを備えるもの

と、

受信部のディジタル復調信号に基づき所定のエラー状態を検出するエラー状態検出部と、

前記検出されたエラー状態に基づきこれを少なくする方向のタップ係数を順次仮設定して上記検出処理を繰り返すと共に、最終的に前記エラー状態を最小とする様なタップ係数を本設定するタップ係数設定部とを備えることを特徴とするディジタル無線通信装置。

【請求項7】 発着信等の呼制御を行う呼制御部を備え、テスト信号発生部又はエラー状態検出部の各機能を前記呼制御部が行う様に構成したことを特徴とする請求項5又は6に記載のディジタル無線通信装置。

【請求項8】 タップ係数設定部によるディジタルフィルタの最適化アルゴリズムは振動原理に従うことを特徴とする請求項4乃至6の何れか1に記載のディジタル無線通信装置。

【請求項9】 所定のエラー状態は、ディジタル再生信号のビット誤り率、ディジタル復調ベースンバンド信号のアイバターンの劣化又はディジタル復調ベースンバンド信号の符号点からの偏差に係るものであることを特徴とする請求項4乃至6の何れか1に記載のディジタル無線通信装置。

【請求項10】 ディジタルフィルタのタップ係数はアナログフィルタのロールオフ特性、減衰特性、群遅延特性、位相特性の内の1又は2以上の組み合わせに係る特性を補償するものであることを特徴とする請求項4乃至6の何れか1に記載のディジタル無線通信装置。

【請求項11】 複数のタップ係数は予めメモリに記憶されていることを特徴とする請求項10に記載のディジタル無線通信装置。

【請求項12】 少なくとも、ディジタルフィルタの機能と複数のタップ係数を記憶しているメモリの機能とがDSPにより実現されることを特徴とする請求項11に記載のディジタル無線通信装置。

【請求項13】 エラー状態検出部の機能とタップ係数設定部の機能とがDSPのプログラム制御により実現されることを特徴とする請求項12に記載のディジタル無線通信装置。

【請求項14】 ディジタル移動通信システムの基地局を介して通信を行うディジタル移動無線通信装置において、

ディジタル変調波を受信復調する受信部であって、前段のアナログフィルタと、前記アナログフィルタの特性を補うべくそのフィルタ減衰特性を少なくとも有効タップ数により可変可能なディジタルフィルタと、

自局の通信状況に応じて前記ディジタルフィルタの有効タップ数を可変制御するタップ数可変制御部とを備えることを特徴とするディジタル無線通信装置。

【請求項15】 タップ数可変制御部は、基地局からの制御信号に従いディジタルフィルタの有効タップ数を可

変制御することを特徴とする請求項14に記載のディジタル無線通信装置。

【請求項16】 タップ数可変制御部は、ディジタルフィルタの隣接チャネル減衰量を一時的に低減させてその時の受信状態を検出し、検出結果に応じてディジタルフィルタの有効タップ数を変更することを特徴とする請求項14に記載のディジタル無線通信装置。

【請求項17】 通信の空き時間を利用して隣接チャネルの帯域使用状態を監視する監視制御部を備え、タップ数可変制御部は、前記監視制御部の監視結果に応じてディジタルフィルタの有効タップ数を変更することを特徴とする請求項14に記載のディジタル無線通信装置。

【請求項18】 ディジタル移動通信システムの基地局を介して通信を行うと共に、基地局から離れたエリアでは2局間で直接に通信可能なディジタル移動無線通信装置において、

自局のデータをディジタル変調して送信する送信部であって、タップ係数により送信データに対するフィルタ特性を可変可能な第1のディジタルフィルタを備えるものと、

ディジタル変調波を受信復調する受信部であって、前段のアナログフィルタと、前記アナログフィルタの特性を捕うべくタップ係数によりそのフィルタ特性を可変可能な第2のディジタルフィルタとを備えるものと、自局の通信状況に応じて前記第1、第2のディジタルフィルタのロールオフ特性を可変制御するロールオフ可変制御部とを備えることを特徴とするディジタル無線通信装置。

【請求項19】 ロールオフ可変制御部は、通信中の移動局間でやり取りする制御信号に従い第1、第2のディジタルフィルタのロールオフ特性を送受信移動局間で所望の整合状態となるように可変制御することを特徴とする請求項18に記載のディジタル無線通信装置。

【請求項20】 ディジタル変調波の受信レベルを検出する受信レベル検出部を備え、ロールオフ可変制御部は、前記検出した受信レベルに従い第1、第2のディジタルフィルタのロールオフ特性を可変制御することを特徴とする請求項18に記載のディジタル無線通信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明はディジタル無線通信装置及びその調整方法に関し、更に詳しくはアナログフィルタとディジタルフィルタとを備えるディジタル移動通信用無線通信装置等に適用して好適なるものである。近年、電波資源の枯渇に伴い、通信規格でも益々チャネル帯域幅が制限されている。従来はアナログフィルタ（ハード素子、回路技術）の高性能化で対応してきたが、規格の高度化に応じて、今後はソフト的な手法によりディジタルフィルタを実現又はアナログフィルタの特

性を補完していくことにより、規格のハイスペック化に対応していく手法が必要となる。

【0002】

【従来の技術】 図12～図16は従来技術を説明する図(1)～(5)である。図12(A)はディジタル無線伝送系モデルを示しており、図において、 $T_b(\omega)$ は送信部の低域通過フィルタ特性、 $T_r(\omega)$ は同じく帯域通過フィルタ特性、 $F_r(\omega)$ は伝送路（エア）の伝達特性、 $R_r(\omega)$ は受信部の帯域通過フィルタ特性、 $R_b(\omega)$ は同じく低域通過フィルタ特性である。総合の伝達特性 $H(\omega)$ は次式で与えられる。

$$H(\omega) = T_b(\omega) T_{rb}(\omega) F$$

$$r(\omega) R_{rb}(\omega) R_b(\omega)$$

但し、 $T_{rb}(\omega) : T_r(\omega)$ の等価低域通過フィルタ特性

$F_{rb}(\omega) : F_r(\omega)$ の等価低域通過フィルタ特性
 $R_{rb}(\omega) : R_r(\omega)$ の等価低域通過フィルタ特性
この様な伝送系で信号源より $G(\omega)$ のパルス信号を送信すると、識別器の入力波形は(1)式で与えられる。

【0004】

【数1】

$$r(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) H(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (1)$$

【0005】図12(B)は識別器入力波形のアイバターンを示している。今、信号源より $\pi/4$ シフトQPSK変調信号を送信したすると、上記 $H(\omega)$ がナイキスト条件を満たしていれば、識別器入力波形に符号間干渉は無く、アイアーチャは開いている（同図(a)）。しかし、フィルタ素子のバラツキや動作環境（温度、電源等）の変動等によりナイキスト条件が崩れると、符号間干渉が発生し、アイアーチャは閉じてくる（同図(b)）。

【0006】図12(C)は上記の関係をコンスタレーション（符号位置）で説明するものである。一般に、送信側の各符号点（同図(a)）は空中において同図

(b)の如く変動（変位）し、受信側に至るが、受信側のフィルタがトータルでナイキスト条件を満たしていれば空中における変動は識別点において元に戻る（同図(c)）。即ち、識別点における符号間距離 H は大きい。しかし、受信側のフィルタ特性に偏差があると、符号間干渉が発生し、各符号点を正確に復元できなくなる（同図(d)）。即ち、識別点における符号間距離 H は小さくなる。

【0007】図13は $H(\omega)$ のコサインロールオフ特性 α とエア上のコンスタレーションとの関係を示しており、同図(A)～(C)は $\alpha = 0, 8, 0, 5, \alpha = 0, 2$ の場合を示している。 α は小さい程占有帯域幅は狭いから、帯域有効利用の観点からは好ましい。従って、現行のディジタル通信システムでは α を小さくする傾向にある。しかし、エア上のコンスタレー

ションは α を小さくする程送信点のものから移動しており、これを元の符号点に戻すにはより正確な受信フィルタが必要となる。

【0008】従来、隣接チャネル選択特性の厳しい受信機を構成する場合には水晶、セラミック等を使用した高規格のアナログフィルタを構成する方法が採られている。図14は一例のアナログフィルタの周波数特性を示しており、図14(A)はアナログフィルタの減衰特性を示している。一般に、この様なアナログフィルタを使用して大きな減衰特性を得るには、複数のアナログフィルタを多段に接続して高規格(高減衰特性等)を得るが、素子数が増加するため、装置が大型化し、かつ高価となる。

【0009】図14(B)はアナログフィルタの群遅延特性を示しており、信号成分の遅延時間は周波数に応じて異なる。従って、この様なアナログフィルタを多段に接続して高減衰特性等を得ようとすると、同時に群遅延特性が劣化してしまう。更に、一般にアナログ素子には製造時における特性バラツキが存在する上、動作環境(温度、電源電圧等)の変動や経年によっても特性が大きく変動するため、正確なルートナイキスト特性の実現及び維持が困難であった。

【0010】そこで、前段にはある程度の性能(主に帯域外ノイズ除去が目的)のアナログフィルタを使用し、かつ受信系を後段まで線形化した上で、フィルタ性能の大部分(ナイキスト特性、減衰特性等)を後段のデジタルフィルタで実現(カバー)するものが知られている。図15は従来のデジタル無線通信装置(携帯端末)の構成を示しており、図において、1はアンテナ、2は送受分波スイッチ(C)、3は送信部、4は周波数シンセサイザ(SYN)、5は受信部、6はRFアンプ(RFA)、7、9は1st及び2ndミキサ(×)、8、10、12は水晶又はセラミック等を使用したアナログ方式によるバンドパスフィルタ(BPF)、11、13はIFアンプ(IF A)、14はQPSK方式による直交検波部(ODT)、15はA/D変換器(A/D)、16、17はデジタル方式による適応トランスポーティルフィルタ(ATF)、18は識別部(DS C)、19はクロック生成部(CG)、20は自動周波数制御部(AFC)、21は電圧制御発信器(VC O)、25は自動利得制御部(AGC)である。

【0011】ここで、CG19は復調I/Q信号のエッジに基づきサンプリングクロック信号SK及びデータクロック信号DKを生成(再生)する。AFC20は復調I/Q信号のエッジに基づきIF信号の周波数偏差を検出する。AFC20の出力はDSC18に入力され識別位相の調整($\pi/4$ シフトQPSKにおける位相回転等)に利用される。またAFC20の出力はVCO21に入力されIF信号の周波数一定制御にも利用される。

【0012】更に、31はTDMA方式による各種タイ

ミング制御を行うTDMA同期制御部、32は音声信号の符号変換を行うコーデック(CODEC)、33は音声信号のベースバンド処理部(BBP)、34はマイク(MIC)、35はスピーカ(SPK)、41は本装置の主制御(位置登録、待ち受け、発信、着信、ハンドオーバ等の呼制御、コンソール制御等)を行うCPU、42はCPU2が実行する各種制御プログラムやデータを記憶するためのRAM、ROM、EEPROM等からなる主メモリ(MM)、43は使用者が操作するコンソール部(CSL)、44はダイヤル番号や各種メッセージを表示するための液晶等による表示部(DSP)、45はダイヤルキーや各種ファンクションキー等を備えるキーボード(KBD)、46はCPU41の共通バスである。

【0013】CPU41はTDMA同期制御部31を介して発/着信等の呼制御を行う。通話状態になると相手側端末との間で通話可能となる。この状態で、MIC34からの音声信号はBBP33でサンプリング及びPCMデータに変換され、CODEC32で符号データに変換される。更にTDMA同期制御部31で送信データTDにフォーマットされ、送信部3で $\pi/4$ シフトQPSK信号に変調され、アンテナ1から送信される。

【0014】一方、アンテナ1からの受信波はRFA6で増幅され、ミキサ7、9を介して第1、第2のIF信号に変換される。更にIFA11、13及びAGC25の働きにより所定レベルのIF信号に増幅され、ODT14で直交検波信号I、Qに直交検波される。更に該検波信号I、QはA/D15でA/D変換され、ATF16、17で夫々に符号点との間の誤差 ϵ_i 、 ϵ_q が最小となるような受信信号I、Qに再生される。更に、該再生信号I、QはDSC18で識別判定され、受信データRDとしてTDMA同期制御部31に入力し、ここで音声の符号データが抽出される。更に符号データはCODEC32でPCMデータに変換され、BBP33で音声信号に変換され、SPK35に出力される。

【0015】図16は従来の適応トランスポーティルフィルタの構成を示しており、図において、16/17は適応トランスポーティルフィルタ(ATF)、16Aはタップ係数演算部、16BはFIR(Finite Impulse Response)フィルタ、16aは遅延回路(Z^{-1})、16bは乗算器(×)、16cは加算機(Σ)、18は識別部、18aは符号点の識別器、18bは誤差検出部である。

【0016】ある時点のタップ(重み)係数ベクトル $A_j = [a_{0j}, a_{1j}, \dots, a_{Nj}]^T$ 、かつ入力信号ベクトル $X_j = [x_j, x_{j-1}, \dots, x_{j-N}]^T$ とすると、FIRフィルタ16Bの出力 Y_j は(2)式で与えられる。

【0017】

【数2】

$$y_j = \sum_{i=0}^N a_{ij} x_{j-i}$$

$$= a_{0j} x_{j-0} + a_{1j} x_{j-1} + \cdots + a_{Nj} x_{j-N} = A_j^T X_j \quad (2)$$

【0018】識別器18aは出力 Y_j と符号点 d_j との比較により符号点 d_j に最も近い受信データRDを再生する。誤差検出部18bは出力 Y_j と符号点 d_j との比較により誤差信号 $\epsilon_j = d_j - y_j$ ($= d_j - A_j^T X_j$) を出力する。そして、タップ係数演算部16Aは誤差の自乗 ϵ_j^2 を最小となるような最適タップ係数ベクトル $A_{j+1} = [a_{0j+1}, a_{1j+1}, \dots, a_{Nj+1}]^T$ を求める。

【0019】最適タップ係数ベクトル A_{j+1} は、ウィーナーの重みベクトル法によれば次の時点で一挙に求まる。しかし、この方法では演算が複雑かつ多量となるた

$$\nabla_j = \left\{ \frac{\partial \epsilon_j^2}{\partial a_0}, \frac{\partial \epsilon_j^2}{\partial a_1}, \dots, \frac{\partial \epsilon_j^2}{\partial a_N} \right\}^T \quad A = A_j$$

$$= 2\epsilon_j \left\{ \frac{\partial \epsilon_j}{\partial a_0}, \frac{\partial \epsilon_j}{\partial a_1}, \dots, \frac{\partial \epsilon_j}{\partial a_N} \right\}^T \quad A = A_j$$

$$= -2\epsilon_j \left\{ \frac{\partial A_j^T X_j}{\partial a_0}, \frac{\partial A_j^T X_j}{\partial a_1}, \dots, \frac{\partial A_j^T X_j}{\partial a_N} \right\}^T \quad A = A_j$$

$$= -2\epsilon_j \{x_{j-0}, x_{j-1}, \dots, x_{j-N}\}^T = -2\epsilon_j X_j \quad (3)$$

【0022】従って、次の関係が得られる。

$A_{j+1} = A_j + 2\mu \epsilon_j X_j$
ここで、パラメータ μ は適当に設定される。また $\epsilon_j = 0$ となれば $A_{j+1} = A_j$ は最適タップ係数ベクトルである。

【0023】

【発明が解決しようとする課題】上記アナログフィルタと適応トランスバーサルフィルタとを組み合わせることで様々な伝送路特性 $H(\omega)$ に柔軟に適応できる。しかし、適応トランスバーサルフィルタを使用すると、受信1シンボル毎に次の時点のタップ係数ベクトル A_{j+1} を求める必要があり、タップ係数演算部16Aの処理負担が大きい。しかも、ディジタルフィルタで高減衰特性を得るには、タップ数Nを多くする必要があるが、DSP等による処理速度の制約が問題となる。

【0024】また、上記LMS法による場合は、ある初期ベクトル A_0 から出発した適応過程は、 μ が小さいと、略無振動で安定に ϵ^2 の最小点に近づくが、収束速度は遅い。逆に μ が大きいと、各適応ステップで行き過ぎが生じ、振動しながら ϵ_j^2 の最小点に近づく。そして、この場合は収束速度は速いが発散してしまう可能性もある。即ち、適応トランスバーサルフィルタを使用すると、受信系が不安定となり得る。

め、タップ数Nが増すとDSP等では実時間処理できない。そこで、一般には最適タップ係数ベクトル A_{j+1} に逐次近づく様な例えはLMS(least mean square)法が用いられる。LMS法は最急降下法とも呼ばれ、次の時点のタップ係数ベクトル A_{j+1} は次式で与えられる。

【0020】 $A_{j+1} = A_j - \mu \nabla_j$
但し、 μ ：収束速度／安定性を制御するパラメータ
 ∇_j ：瞬時勾配
ここで、瞬時勾配 ∇_j は(3)式で与えられる。

【0021】
【数3】

【0025】また、適応トランスバーサルフィルタは単に符号点からの誤差電力 ϵ_j^2 を最小とするものであるから、受信フィルタの特性(ロールオフ特性、減衰特性、群遅延特性、位相特性)が改善されたのかを把握できない。逆に言うと、受信側フィルタの特定の特性を補償し又は積極的に制御することができない。本発明は上記従来技術の欠点に鑑み成されたもので、その目的とする所は、アナログフィルタの特性をディジタルフィルタで適応的に補うと共に、その補償特性が明確かつ選択可能であり、更には特定の特性を積極的に制御可能なデジタル無線通信装置及びその調整方法を提供することにある。

【0026】

【課題を解決するための手段】上記の課題は例えば図1の構成により解決される。即ち、本発明(1)のディジタル無線通信装置は、ディジタル変調波を受信復調する受信部であって、前段のアナログフィルタと、前記アナログフィルタの特性を補うべくタップ係数によりそのフィルタ特性を可変可能なディジタルフィルタと、外部の調整装置を接続する端子であって、テスト用のRF信号TS、前記ディジタルフィルタのタップ係数TC及び受信部のディジタル復調信号RSを入出力するためのもの、とを備えるものである。

【0027】本発明(1)によれば、アナログフィルタの特性をフィルタ特性可変なデジタルフィルタで補う構成によりアナログフィルタに特性のバラツキがあつても受信部全体としては所要(一定)の特性が得られる。また特性調整用端子(コネクタ等)を備えるので、外部の調整装置により所要の特性を容易に実現できる。従つて、アナログフィルタの歩留りが向上し、かつ調整容易と相まって装置の大幅なコストダウンが図れる。

【0028】また本発明(2)のデジタル無線通信装置の調整方法は、上記本発明(1)のデジタル無線通信装置の調整方法において、受信部のRF信号端子にテスト用RF信号TSを供給してそのデジタル復調信号RSについての所定のエラー状態ERを検出すると共に、前記エラー状態を少なくする方向のタップ係数TCを順次仮設定して上記処理を繰り返し、最終的に前記エラー状態を最小とする様なタップ係数TCを本設定するものである。

【0029】従つて、簡単な方法により受信出力のエラー状態を最小とするような最適タップ係数を本設定できる。好ましくは本発明(3)においては、上記本発明(2)において、所定のエラー状態は、デジタル再生信号のビット誤り率、デジタル復調ベースンバンド信号のアイバターンの劣化又はデジタル復調ベースンバンド信号の符号点からの偏差に係るものである。

【0030】従つて、受信品質に大きな影響を与える符号間干渉を、ビット誤り率、アイバターンの劣化又は符号点からの偏差の観点より最小に設定できる。また上記の課題は例えば図1の構成により解決される。即ち、本発明(4)のデジタル無線通信装置は、デジタル変調波を受信復調する受信部であつて、前段のアナログフィルタと、前記アナログフィルタの特性を補うべくタップ係数によりそのフィルタ特性を可変可能なデジタルフィルタとを備えるものと、前記受信部にテスト用信号TSを供給するテスト信号発生部と、前記受信部による前記テスト用信号のデジタル復調信号RSに基づき所定のエラー状態ERを検出するエラー状態検出部と、前記検出されたエラー状態に基づきこれを少なくする方向のタップ係数TCを順次仮設定して上記テスト処理を繰り返すと共に、最終的に前記エラー状態を最小とする様なタップ係数TCを本設定するタップ係数設定部とを備えるものである。

【0031】本発明(4)においては、受信部特性の調整機能を装置に内蔵することにより、本機の製造(調整)時のみならず、使用時においても適宜に最適タップ係数の再設定を行え、よってアナログフィルタの特性バラツキのみならず、動作環境(温度、電源電圧等)による特性変動や経時変動についても適宜に補償でき、受信部特性を常に最適に維持できる。

【0032】好ましくは本発明(5)においては、上記本発明(4)において、自局のデータ信号TDをデジ

タル変調して送信する送信部を備え、テスト信号発生部のテスト用データ信号TPを前記送信部を介してデジタル変調し、これを受信部のRF入力端子に供給する様に構成したものである。従つて、自局の送信部を有効に活用できる上、伝送系モデルにおける同種の送信部の伝達特性 $T(\omega) = T_b(\omega) T_r(\omega)$ を模擬できる。

【0033】また本発明(6)のデジタル無線通信装置は、デジタル変調波を受信復調する受信部であつて、前段のアナログフィルタと、前記アナログフィルタの特性を補うべくタップ係数によりそのフィルタ特性を可変可能なデジタルフィルタとを備えるものと、受信部のデジタル復調信号に基づき所定のエラー状態を検出するエラー状態検出部と、前記検出されたエラー状態に基づきこれを少なくする方向のタップ係数を順次仮設定して上記検出処理を繰り返すと共に、最終的に前記エラー状態を最小とする様なタップ係数を本設定するタップ係数設定部とを備えるものである。

【0034】本発明(6)によれば、エラー状態検出部は受信部のデジタル復調信号(通信時の受信信号)に基づき所定のエラー状態を検出するので、テスト信号を発生するまでも無く、常時エラー状態を監視でき、かつその監視結果に応じて本機の受信状態を最適に維持できる。好ましくは本発明(7)においては、上記本発明(5)又は(6)において、発着信等の呼制御を行う呼制御部を備え、テスト信号発生部又はエラー状態検出部の各機能を前記呼制御部が行う様に構成したものである。

【0035】一般に、呼制御部は送受信部を介して呼制御信号のやり取りを行うものであるから、送信データの送信機能及び受信データの受信機能を備える。そこで、呼制御部が通信の空き時間を利用してテスト信号発生部の機能を行えば、テスト信号発生部を省略できる。また呼制御部が受信データのエラー状態(ビット誤り率)の検出を行えば、エラー状態検出部を省略できる。

【0036】また好ましくは本発明(8)においては、上記本発明(4)、(5)又は(6)において、タップ係数設定部によるデジタルフィルタの最適化アルゴリズムは振動原理に従うものである。ここで、振動原理とは、最初はタップ係数を思考錯誤的に仮設定し、その結果を評価し、次いで評価が最良となる方向に仮設定を制御し、最終的に最適タップ係数の本設定に至ることを意味する。従つて、簡単な判定制御により最適タップ係数の本設定に至る。

【0037】また好ましくは本発明(9)においては、上記本発明(4)、(5)又は(6)において、所定のエラー状態は、デジタル再生信号のビット誤り率、デジタル復調ベースンバンド信号のアイバターンの劣化又はデジタル復調ベースンバンド信号の符号点からの偏差に係るものである。従つて、受信品質に大きな影響を与える符号間干渉を、ビット誤り率、アイバターンの

劣化又は符号点からの偏差の観点より最小に設定できる。

【0038】また好ましくは本発明(10)においては、上記本発明(4)、(5)又は(6)において、デジタルフィルタのタップ係数はアナログフィルタのロールオフ特性、減衰特性、群遅延特性、位相特性の内の1又は2以上の組み合わせに係る特性を補償するものである。従って、従来の適応トランスバーサルフィルタを使用する場合とは異なり、補償したい特性を選択できる。また、それによる補償効果の有無も比較的明瞭に判定できる。

【0039】また好ましくは本発明(11)においては、上記本発明(10)において、複数のタップ係数は予めメモリに記憶されている。ところで、一般に使用するアナログフィルタの特性バラツキや特性変動についてはスペック、シミュレーション又は実験等により予め複数の典型的な特性例を抽出可能である。そして、これらの典型例を抽出すればこれを補償するためのタップ係数を予め求め、これらをメモリに記憶できる。そして、複数のタップ係数をメモリに記憶しておけば、上記適応制御に従いこれらを順次読み出して仮設定することでフィルタ特性の最適化制御を容易に行える。

【0040】また好ましくは本発明(12)においては、上記本発明(11)において、少なくとも、デジタルフィルタの機能と複数のタップ係数を記憶しているメモリの機能とがDSPにより実現されるものである。DSPを使用すれば、有効タップ数の増減制御を含めて様々なフィルタ特性を柔軟に生成できる。また本発明におけるデジタルフィルタの各タップ係数は常時(受信1シンボル毎に)変更されるものではないので、有効タップ数を多くしても信号処理時間上の制約は生じない。

【0041】また好ましくは本発明(13)においては、上記本発明(12)において、エラー状態検出部の機能とタップ係数設定部の機能とがDSPのプログラム制御により実現されるものである。従って、ハードウェア規模の増加無しに、プログラム制御により各種のエラー状態(ビット誤り率、アイの劣化、符号点からの偏差)を検出対象にできると共に、フィルタ特性のより高度な最適化制御を容易に実現できる。

【0042】また本発明(14)のデジタル無線通信装置は、デジタル移動通信システムの基地局を介して通信を行うデジタル移動無線通信装置において、デジタル変調波を受信復調する受信部であって、前段のアナログフィルタと、前記アナログフィルタの特性を補うべくそのフィルタ減衰特性を少なくとも有効タップ数により可変可能なデジタルフィルタと、自局の通信状況に応じて前記デジタルフィルタの有効タップ数を可変制御するタップ数可変制御部とを備えるものである。

【0043】本発明(14)においては、例えば移動機の隣接チャネル(周波数チャネル)が不使用の場合は、

フィルタの減衰特性を浅くして(即ち、有効タップ数を減らして)、DSP等による演算負担及び受信再生信号の遅延を低減させ、また隣接チャネルが使用中の場合はフィルタの減衰特性を深くして(即ち、有効タップ数を増して)、隣接チャネルからの妨害波を除去する様にできる。

【0044】また基地局と移動局との間で短時間にレスポンスを返す様な用途では、FIRフィルタ22、23の有効タップ数を減らして受信再生信号の遅延を改善し、速やかなレスポンスを可能とする。好ましくは本発明(15)においては、上記本発明(14)において、タップ数可変制御部は、基地局からの制御信号に従いデジタルフィルタの有効タップ数を可変制御する。

【0045】基地局(網側)はサービスエリア内のチャネル使用状況を把握しているので、移動機のタップ数可変機能を円滑に運用できる。また基地局は移動局の性能をその優先順位(例えば処理速度を優先するか、又は処理速度が問題にならない場合は妨害波除去性能を優先するか等)により制御可能となる。また好ましくは本発明(16)においては、上記本発明(14)において、タップ数可変制御部は、デジタルフィルタの隣接チャネル減衰量を一時的に低減させてその時の受信状態を検出し、検出結果に応じてデジタルフィルタの有効タップ数を変更する。

【0046】デジタルフィルタは隣接チャネルの減衰量を比較的容易に変更できるので、隣接チャネルの使用有無を容易に判定できる。なお、受信状態の検出は、好ましくは通信の空き時間(TDMAの場合)は他のタイムスロット)に行う。また好ましくは本発明(17)においては、上記本発明(14)において、通信の空き時間を利用して隣接チャネルの帯域使用状態を監視する監視制御部を備え、タップ数可変制御部は、前記監視制御部の監視結果に応じてデジタルフィルタの有効タップ数を変更する。

【0047】また本発明(18)のデジタル無線通信装置は、デジタル移動通信システムの基地局を介して通信を行うと共に、基地局から離れたエリアでは2局間で直接に通信可能なデジタル移動無線通信装置において、自局のデータをデジタル変調して送信する送信部であって、タップ係数により送信データに対するフィルタ特性を可変可能な第1のデジタルフィルタを備えるものと、デジタル変調波を受信復調する受信部であって、前段のアナログフィルタと、前記アナログフィルタの特性を補うべくタップ係数によりそのフィルタ特性を可変可能な第2のデジタルフィルタとを備えるものと、自局の通信状況に応じて前記第1、第2のデジタルフィルタのロールオフ特性を可変制御するロールオフ可変制御部とを備えるものである。

【0048】この種のデジタル移動通信システムでは、互いに通信する移動機が基地局のサービスエリアか

ら離れると、夫々に自局の周波数精度（基地局よりも低い）で通信することになるが、この時の送信周波数の偏差により他チャネルに妨害を及ぼす可能性がある。本発明（18）によれば、各移動機は自局の通信状況に応じて第1、第2のディジタルフィルタのロールオフ特性を可変制御することで、他チャネルへの妨害を低減しつつ、2局間通信を良好に維持できる。

【0049】好ましくは本発明（19）においては、上記本発明（18）において、ロールオフ可変制御部は、通信中の移動局間でやり取りする制御信号に従い第1、第2のディジタルフィルタのロールオフ特性を送受信移動局間で所望の整合状態となるように可変制御する。制御信号を通信中の移動局間でやり取りすれば、他チャネルへの妨害を的確に低減しつつ、2局間のロールオフ特性を所望の整合状態に維持出来る。

【0050】また好ましくは本発明（20）においては、上記本発明（18）において、ディジタル変調波の受信レベルを検出する受信レベル検出部を備え、ロールオフ可変制御部は、前記検出した受信レベルに従い第1、第2のディジタルフィルタのロールオフ特性を可変制御する。例えば、受信レベルが高い場合は、2局間の距離が近いので、第1、第2のディジタルフィルタのロールオフファクタ α を小さくして他チャネルへの妨害低減を優先する。また受信レベルが低い場合は、2局間の距離が遠いので、第1、第2のディジタルフィルタのロールオフファクタ α を大きくして2局間の通信維持を優先する。

【0051】

【発明の実施の形態】以下、添付図面に従って本発明に好適なる複数の実施の形態を詳細に説明する。なお、全図を通して同一符号は同一又は相当部分を示すものとする。図2は第1の実施の形態によるディジタル無線通信装置（携帯端末）の構成を示す図で、外部の調整装置により受信特性を調整可能な場合を示している。

【0052】図において、3は送信部、51は送信データTDを直交I、Q軸の符号データに変換する符号変換部（DCV）、52、53は図12（A）の送信特性G (ω) を実現するためのFIRフィルタ（FIR）、54はπ/4シフトQPSK方式による直交変調部（OMD）、55は送信アンプ（TXA）、5は受信部、22、23はFIRフィルタ（FIR）、90は外部の受信特性の調整装置、91はFIRフィルタ22、23のタップ係数生成部（TCG）、92はテスト信号発生部（TSG）、93はバンドパスフィルタ（BPF）、94は受信データRDのエラー検出部（ERD）である。その他の構成は図15と同様で良い。

【0053】受信部5において、FIRフィルタ22、23の構成は図16のFIRフィルタ16Bと同様で良い。但し、タップ係数ベクトルTCは外部のTCG91より供給され、内部の不揮発性メモリ（不図示）に保持

される。また、以下の説明ではBPF8、10、12をまとめてアナログフィルタと呼ぶ。本無線通信装置の製造／調整時等においては、受信部5の各接続端子（O印）に調整装置90を接続し、本装置の受信特性の自動調整を行う。

【0054】具体的に言うと、調整装置90において、TSG92はTCG91により付勢（EN）され、本装置の受信特性を検査するための疑似RF送信信号TSを生成する。なお、TSG92の構成は送信部3と同様でよい。但し、テスト信号発生部（不図示）を内蔵し、またその送信出力TSは十分に小さい。BPF93は好ましくは図12（A）の送信特性T $(\omega) = T_b(\omega) T_c(\omega)$ を実現するように設けられる。なお、これにエア上の伝達特性F $_c(\omega)$ を含めても良い。

【0055】RF疑似送信信号TSは受信部5のRFA6に入力され、受信部5の出力には対応する受信データRDが再生される。ERD94は受信データRDと送信テストデータTP（=TS）とを比較し、例えばビット誤り率ERを検出する。そして、TCG91は、上記テストデータTPの送信とそのビット誤り率ERの検出とを繰り返しつつ、その都度タップ係数ベクトルTCを適応的（ビット誤り率ERが小さくなる方向）に更新（仮設定）することで、最終的にビット誤り率ERを最小とする様な最適タップ係数ベクトルTCを生成し、FIR22、23に本設定する。

【0056】図3は第1の実施の形態による受信特性の調整原理を説明する図である。図3（A）は受信部5の望ましい幾つかのコサインロールオフ特性R $_1(\omega)$ を示しており、ロールオフ係数 $\alpha = 0, \alpha = 0.5, \alpha = 1.0$ の場合が夫々示されている。实际上 $\alpha = 0$ の特性は実現できないが、 $\alpha = 0.2 \sim 0.8$ 等は容易に実現可能である。

【0057】例えばR $_1(\omega)$ につき所望の $\alpha = 0.5$ を実現する場合を考える。受信系のアナログフィルタの伝達特性A $_1(\omega)$ 、FIRフィルタの伝達特性F $_1(\omega)$ とすると、これらの間にはR $_1(\omega) = A_1(\omega) F_1(\omega)$ の関係がある。しかるに、前段のアナログフィルタにはその伝達特性A $_1(\omega)$ にバラツキや諸変動があるために、幾つかの典型的なバラツキ及び変動特性を選択してこれらをA $_{11}(\omega), A_{12}(\omega), \dots$ とする。従って、所望のR $_1(\omega)$ を満足するFIRフィルタの伝達特性はR $_1(\omega) = A_{11}(\omega) F_{11}(\omega) = A_{12}(\omega) F_{12}(\omega), \dots$ を満足する様なF $_{11}(\omega), F_{12}(\omega), \dots$ となる。他の α についても同様である。

【0058】かくして、例えばA $_{11}(\omega)$ を選択すると、これを補償するためのF $_{11}(\omega)$ は既知となる。そして、既知のF $_{11}(\omega)$ を実現するタップ係数ベクトルTC $_{11}$ は公知のフーリエ級数法等により求まる。フーリエ級数法は、目的の伝達特性をF $_{11}(\omega)$ 、かつ設計す

る伝達特性を $D_{11}(\omega)$ とする場合に、フーリエ級数の利用により両特性間の誤差 ε を最小とする様な $D_{11}(\omega)$ のタップ係数ベクトル TC_{11} を求めるものである。因みに、誤差 ε 及び i 番目のタップ係数 a_i は (4) 式で与えられる。

【0059】

【数4】

$$\varepsilon = \int_{-\pi}^{\pi} |D_{11}(\omega) - F_{11}(\omega)|^2 d\omega$$

$$a_i = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F_{11}(\omega) e^{j\omega i} d\omega \quad n=i \quad (4)$$

【0060】なお、実際の設計は窓関数を併用して行われる。図3 (B) は受信部5の望ましい幾つかの減衰特性 $R_{g1}(\omega) \sim R_{g3}$ を示している。今、所望の減衰特性を $R_{g2}(\omega)$ とすると、前段のアナログフィルタには伝達特性 $A_g(\omega)$ にバラツキや諸変動があるため、幾つかの典型的なバラツキ及び変動特性を選択してこれらを $A_{g1}(\omega)$, $A_{g2}(\omega)$, … とできる。従って、所望の $R_{g2}(\omega)$ を満足する FIR フィルタの伝達特性は $R_{g2}(\omega) = A_{g1}(\omega) F_{g1}(\omega) = A_{g2}(\omega) F_{g2}(\omega)$, … を満足する様な $F_{g1}(\omega)$, $F_{g2}(\omega)$, … となる。従って、既知の $F_{g1}(\omega)$, $F_{g2}(\omega)$, … に対応する各タップ係数ベクトル TC_{g1} , TC_{g2} , … を求めることが可能である。なお、アナログフィルタの減衰特性 $A_{g1}(\omega)$, $A_{g2}(\omega)$, … は図示の如くフラットであるとは限らない。

【0061】図3 (C) は受信部5のある望ましい群遅延特性 $R_{d1}(\omega)$ を示している。この時、アナログフィルタの群遅延特性が $A_{d1}(\omega)$ であったとすると、上記群遅延特性 $R_{d1}(\omega)$ を実現するための FIR フィルタの群遅延特性は $F_{d1}(\omega)$ となる。図3 (D) は受信部5のある望ましい直線位相特性 $R_{\theta1}(\omega)$ を示している。この時、アナログフィルタの位相特性が $A_{\theta1}(\omega)$ であったとすると、上記直線位相特性 $R_{\theta1}(\omega)$ を実現するための FIR フィルタの位相特性は $F_{\theta1}(\omega)$ となる。

【0062】更に、一般的には受信部5についての望ましい補正特性 $F(\omega)$ は、上記 $F_1(\omega) \sim F_{\theta}(\omega)$ の内の1又は2以上の特性を合成したものとなる。係る場合でも、例えばロールオフ特性の補正特性が $F_{11}(\omega)$ 、かつ減衰特性の補正特性が $F_{g2}(\omega)$ であったとすると、合成の補正特性 $F_{1g}(\omega) = F_{11}(\omega) F_{g2}(\omega)$ により得られる。こうして、実際上のアナログフィルタの様々な特性バラツキや特性変動に対する補正特性が求められると共に、タップ係数生成部91は例えばビット誤り率 ER に応じて既知の $F_1(\omega) \sim F_{\theta}(\omega)$, $F_{1g}(\omega)$ 等の中から所要の特性を適応的に(摂動原理等により)選択し、該特性を実現するためのタップ係数ベクトル TC を演算により求め、又は予め演

算して ROM 等に記憶したものから読み出す。

【0063】なお、上記演算により求め、又は予め ROM 等に記憶するタップ係数ベクトル TC は、 $F_{11}(\omega)$, $F_{12}(\omega)$ 等に直接対応するタップ係数ベクトル TC_{11} , TC_{12} でも良いし、又は例えば $F_{11}(\omega)$ から他の $F_{11}(\omega)$ 等に遷移するための遷移タップ係数ベクトル(両ベクトル間の差分)でも良い。図4は第1の実施の形態による受信特性調整制御のフローチャートである。

【0064】調整装置90をスタートするとこの処理に入力する。ステップS1では本調整処理に係るエラーフラグ ERF 及びビット誤り率 ER の下降検出フラグ $DWNF$ を共にリセットする。ステップS2では FIR フィルタ22, 23にデフォルト(例えば $\alpha=0.5$)のタップ係数ベクトル TC を設定する。ステップS3ではバースト状のテスト信号 TS を送出し、ステップS4ではその受信データ RD のビット誤り率 ER を検出・保持する。ステップS5では FIR フィルタ22, 23の特性を微小分増加(例えば $\alpha=0.6$ に)させる。ステップS6では再度テスト信号 TS を送出し、ステップS7ではその受信データ RD のビット誤り率 ER を検出・保持する。ステップS8では前回と今回のビット誤り率 ER を比較してビット誤り率 ER が減少か否かを判別する。減少(等しい場合を含む)の場合は、特性改善の方向に向かっているとして、ステップS15でビット誤り率の下降検出フラグ $DWNF$ をセットし、ステップS5に戻る。

【0065】またステップS8の判別で増加の場合は、特性改悪の方向に向かっているとして、ステップS9では FIR フィルタ22, 23の特性を微小分減少(例えば $\alpha=0.5$ に)させる。ステップS10ではテスト信号 TS を送出し、ステップS11ではその受信データ RD のビット誤り率 ER を検出・保持する。ステップS12ではビット誤り率 ER が減少か否かを判別し、減少(等しい場合を含む)の場合は、特性改善の方向に向かっているとして、ステップS16で $DWNF$ をセットし、ステップS9に戻る。

【0066】またステップS12の判別で増加の場合はステップS13で $DWNF = 1$ か否かを判別する。 $DWNF = 1$ の場合は特性改善検出後の改悪検出であるのでステップS14では FIR フィルタ22, 23の特性を一つ前の時点の設定に戻し、処理を抜ける。また $DWNF = 0$ の場合は特性改善検出無しの改悪検出であるのでステップS17では本調整処理に係るエラーフラグ ERF をセットし、処理を抜ける。なお、この場合は初期条件を変える等して再度上記処理を行うことが可能である。

【0067】なお、上記はコサインロールオフ特性 $F_1(\omega)$ についての調整方法を述べたが、他の減衰特性 $F_g(\omega)$ 、群遅延特性 $F_d(\omega)$ 、位相特性 $F_{\theta}(\omega)$

及びこれらの合成特性 $F_{1\epsilon}(\omega)$ 等の各調整についても同様に行える。また、上記の適応制御は一例を示すもので、他にも様々な構成できる。例えば FIR フィルタ 2, 23 の特性を微小分減少（又は増加）させる方向に進めて特性改悪となる第1の点を求め、次に FIR フィルタ 22, 23 の特性を微小分増加（又は減少）させる方向に進めて特性改悪となる第2の点を求め、前記求めた第1, 第2の点の中間の特性を本設定する様にしても良い。

【0068】本第1の実施の形態によれば、アナログフィルタの特性偏差を適応的に補償できるので、調整作業が容易であるばかりか、生産時の歩留りが向上する。またアナログフィルタを小型化、安価にでき、かつ全フィルタ特性の最適化により装置の性能向上が図れる。また、従来の様に適応トランスポンダルフィルタを使用する場合とは異なり、受信特性 $R(\omega)$ の中の諸特性（ロールオフ特性、減衰特性等）の扱いが明確であるので、特定の1又は2以上の特性を選択的に補償し又は積極的に制御する事も可能である。また、FIR フィルタの動作は安定である。

【0069】図5は第2の実施の形態によるディジタル無線通信装置の構成を示す図で、上記外部の調整装置90の機能をディジタル無線通信装置の内部に備える場合を示している。図において、26はRFSイッチ（RFS）、27は減衰器（ATT）、28はROM、EEPROM等の不揮発性メモリよりなるパラメータメモリ（PM）、29はアドレスレジスタ（ADR）である。

【0070】RFS26はTXA55の出力を送受分波スイッチ2又は減衰器27の側に切り替える。ATT27はTXA55の出力レベルをRFA6の受信波レベルにまで減衰させる。なお、TXA55に直接働き掛け、その出力レベルを小さく出来れば、ATT27を省略できる。PM28はアナログフィルタの伝達特性を補償するために FIR フィルタ 22, 23 に設定する各種のコサインロールオフ特性 $F_{1\epsilon}(\omega)$ 、減衰特性 $F_{\epsilon}(\omega)$ 、群遅延特性 $F_d(\omega)$ 、位相特性 $F\theta(\omega)$ 及びこれらの合成特性を実現するための予め求められた複数組のタップ係数ベクトル TC を記憶している。各タップ係数ベクトル TC はADR29の内容により選択され、読み出される。

【0071】CPU41は通信の空き時間（他のタイムスロット等）を利用して、RFS26を減衰器27の側に切り替えると共に、TDMA同期制御部31、送信部3を介してテスト信号を送信する。このテスト信号は、アンテナ1の側には出力されず、RFS26、ATT27を介してRFA6に入力され、かつ受信部5で復調・再生されて受信データRDとなる。この受信データRDはTDMA同期制御部31を介してCPU41に取り込まれ、既知のテストデータTPとの比較によりビット誤り率 ER が検出される。そして、CPU41は、上記テ

トデータTPの送信とそのビット誤り率 ER の検出とを繰り返しつつ、その都度PM28の読み出アドレスを適応的に更新することで、最終的にビット誤り率 ER を最小とする様な最適タップ係数ベクトル TC を選択し、FIR22, 23に本設定する。以後は、RFS26をアンテナ1の側に切り替え、稼働可能となる。

【0072】本第2の実施の形態によれば、受信特性の調整機能を装置に内蔵するので、本機の製造時のみならず、本機の稼働中においても、様々な通信障害等に対して柔軟に対応できる。また、通信障害時以外であっても、例えば隣接チャネルからの混信を避けるべく予め積極的に $R(\omega)$ の α を小さくしたり、又は減衰特性を増したり、通信環境に応じて様々なカテゴリの特性変更が可能となる。

【0073】図6は第2の実施の形態における他のエラーレート検出方法を説明する図で、例えば本機の通話中における受信データに基づきビット誤り率 ER を検出する場合を示している。図6はTDMA（PDC）方式における送受信フレームのフレームフォーマットを示している。上り1フレーム（20ms）は3チャネル（タイムスロットT1～T3）からなり、1スーパーフレーム（720ms）は36フレームからなる。1チャネル分の信号フォーマットを説明すると、R, Gはバースト送信用のガードビット、Pはプリアンブル、TCHは通話データ、SWは同期ワード、SFはTCHの中身の種類を示すスチールフラグ、CCは周波数毎に異なる既知のカラーコード、SACCHは任意の制御データである。なお、下欄の数字はビット数を表す。

【0074】このうちの通話データTCH等の可変データについては、送受信間で特定の誤り検査方式（CRC等）を採用しないとビット誤り率 ER を検出できない。しかし、プリアンブルP、同期ワードSW及びカラーコードCCについては受信側でも既知であるので、ビット誤り率 ER の検出に利用できる。この場合におけるCPU41は、本機の待ち受け時や通話中等における受信データRDより、既知のビット情報を抽出し、ビット誤り率 ER を検出する。そして、検出したビット誤り率 ER が所定閾値を越えた場合はFIRフィルタ22, 23の特性を適宜に変更する。

【0075】図7は第3の実施の形態によるディジタル無線通信装置の構成を示す図で、FIRフィルタ22, 23の機能及び該FIRフィルタ22, 23への最適タップ係数ベクトル設定機能をDSP47のプログラム実行により実現した場合を示している。FIRフィルタ22, 23の機能は上記（2）式の演算実行により実現される。また最適タップ係数ベクトルの設定機能は上記図4と同様の処理で実現出来る。但し、本第3の実施の形態ではDSP47とCPU41とで機能分担をしており、例えば、DSP47はPM28とそのタップ係数ベクトル TC の読み出機能を担当し、またCPU41はテ

ト信号の送出機能、その受信データRDに基づくビット誤り率ERの検出機能及び該ビット誤り率ERに基づくFIRフィルタ22, 23の適応制御機能を担当する。或いは、上記図6で述べた如く、CPU41は、通信中の受信データRDに基づくビット誤り率ERの検出機能及び該ビット誤り率ERに基づくFIRフィルタ22, 23の適応制御機能を担当する。

【0076】更に、本第3の実施の形態では、DSP47は、FIRフィルタ22, 23の演算を実現すると同時に、該FIRフィルタ22, 23の出力信号I, Qに基づきアイの歪みも検出可能となる。アイの歪みは受信劣化に直結するので、上記ビット誤り率ERの場合と同様にFIRフィルタ22, 23の適応制御に利用できる。

【0077】図8は第3の実施の形態における他の受信劣化検出方法を説明する図で、アイの歪みに基づき受信劣化（エラー状態）を検出する場合を示している。図8(A)はアイの歪みをアイ開口率IAに基づき測定する場合を示している。図において、IRFはI軸を上下象限に分ける基準レベル、①～⑥は識別点における各サンプリングデータ、R2は入力データIにつき上象限における最小値を検出するレジスタ、R3は同じく下象限における最大値を検出するレジスタである。サンプリングデータ①～⑥はどの順序で発生しても良い。また図は振幅変動によるアイパターンを示しているが、位相変動によるアイパターンも振幅変動となって表れる。

【0078】ある検出期間の最初において、R2は上象限の最大値に、かつR3は下象限の最小値に夫々プリセットされる。その後の各入力データIは基準レベルIRFと比較され、上象限にある時はR2が前回よりも小さい方を保持する様に更新され、また下象限にある時はR3が前回よりも大きい方を保持する様に更新される。従って、所定の検出期間を経過した時は、R2は上象限における最小値③を保持し、またR3は下象限における最大値④を保持する。そして、アイ開口率IAは、IA=|③-④|により得られる。Q軸についても同様である。

【0079】図8(B)はアイの歪みをアイ振幅の変動(分散 δI_1 , δI_2)に基づき測定する場合を示している。図において、R1は入力データIにつき上象限における最大値を検出するレジスタ、R4は同じく下象限における最小値を検出するレジスタである。なお、R2, R3の動作は上記と同様で良い。以下、R1, R4の動作を説明する。

【0080】ある検出期間の最初において、R1は上象限の最小値に、かつR4は下象限の最大値に夫々プリセットされる。その後の各入力データIは基準レベルIRFと比較され、上象限にある時はR1が前回よりも大きい方を保持する様に更新され、また下象限にある時はR4が前回よりも小さい方を保持する様に更新される。従って、所定の検出期間を経過した時は、R1は上象限にお

ける最大値①を保持し、またR4は下象限における最小値⑥を保持する。そして、上象限のアイ変動分 δI_1 は、 $\delta I_1 = |\textcircled{1}-\textcircled{3}|$ により得られ、また下象限のアイ変動分 δI_2 は、 $\delta I_2 = |\textcircled{4}-\textcircled{6}|$ により得られる。更に、変動分 δI_1 と δI_2 との平均を求め、これをアイ振幅の変動とする。Q軸についても同様である。【0081】なお、上記はアイの最大変動分の大きさを求めるが、アイの統計学上の分散を求めて良い。また上記アイの歪み検出はI軸又はQ軸についてのみ行っても良い。また上記アイ開口率とアイ変動分の双方をアイの歪み評価の対象にしても良い。また上記アイ歪み検出機能は最大値、最小値検出回路等のハードウエアで構成可能であり。図2、図5の構成でもアイの歪みをエラー状態の検出対象にできる。

【0082】更にまた、受信エラー状態の検出対象は、デジタル復調信号I, Qの符号点からの偏差 ϵ としても良い。この場合の偏差 ϵ^2 を最小とする様な補正タップ係数ベクトルは適応トランസバーサルフィルタにおける最適タップ係数ベクトルと同様となるが、予め様々なアナロフィルタに対する最適タップ係数ベクトルを求めておき、これらを上記図4と同様の適応的制御によりFIRフィルタ22, 23に適用する事になる。

【0083】図9は第4の実施の形態によるデジタル無線通信装置を説明する図で、自局の通信状況に応じて受信フィルタの有効タップ数を可変する場合を示している。図において、70は移動通信システムの基地局(BS), 60は例えば図7の構成の移動機(MS)である。但し、DSP47によるFIRフィルタ22, 23の有効タップ数は可変に構成されている。

【0084】例えばBS70はMS60の通信状態に応じて受信減衰特性を制御するための制御信号を送信する。これを受けたCPU41はDSP47を介してFIRフィルタ22, 23の有効タップ数を可変制御する。具体例を説明すると、BS70は、MS60の隣接チャネル(周波数チャネル)が不使用の場合は、フィルタの減衰特性を浅くして(即ち、有効タップ数を減らして)、DSP等による演算負担及び受信再生信号RDの遅延を低減させ、また隣接チャネルが使用中の場合はフィルタの減衰特性を深くして(即ち、有効タップ数を増して)、隣接チャネルからの妨害波を除去する様に制御する。

【0085】又は、MS60がBS70に短時間でレスポンスを返す様な通信では、FIRフィルタ22, 23の有効タップ数を減らして受信再生信号の遅延を改善し、速やかなレスポンスを可能とする。かくして、基地局は移動局の性能をその優先順位(例えは処理速度を優先するか、又は処理速度が問題にならない場合は妨害波除去性能を優先するか等)により適正に制御可能となる。

【0086】又は、CPU41は自局のタイムスロット

又は通信の空き時間（他のタイムスロット等）を利用して、自らFIRフィルタ22, 23の隣接チャネル減衰量を一時的に低減させて、その時の受信エラー状態を検出すると共に、隣接チャネル（周波数チャネル）が不使用（受信エラーが生じない）の場合はFIRフィルタ22, 23の減衰特性を浅くしてDSP47による演算負担及び受信再生信号RDの遅延を低減させ、また隣接チャネルが使用中（受信エラーが生じる）の場合はFIRフィルタ22, 23の減衰特性を深くして隣接チャネルからの妨害波を除去する様にできる。

【0087】なお、この場合のBPF8, 10, 12等は広めの帯域幅を有する。更には、BPF12をFIRフィルタ12となし、その隣接チャネル減衰量を一時的に低減させる様に構成してもよい。又は、CPU41は通信の空き時間を利用して自ら隣接チャネル（周波数チャネル）の使用状態を監視すると共に、隣接チャネルが不使用（キャリアが存在しない、又は受信データが再生されない）の場合はFIRフィルタ22, 23の減衰特性を浅くしてDSP47による演算負担及び受信再生信号RDの遅延を低減させ、また隣接チャネルが使用中（キャリアが存在する、又は受信データが再生される）の場合は減衰特性を深くして隣接チャネルからの妨害波を除去する様にできる。

【0088】図10は第5の実施の形態によるデジタル無線通信装置を説明する図で、送信側フィルタ及び受信側フィルタのロールオフ係数及び有効タップ数を可変とする場合を示している。送信部3において、FIRフィルタ52, 53はDSP48により構成され、そのロールオフ係数及び有効タップ数を可変に構成されている。受信部5のFIRフィルタ22, 23も同様である。

【0089】ある種のデジタル移動通信システムでは、互いに通信する移動機MSA, MSBがBS70のサービスエリアから離れると、夫々に自局の周波数精度（基地局よりも精度が低い）で通信を継続することになるが、この時のMSA, MSBの送信周波数の偏差により他チャネルに妨害を及ぼす可能性がある。係る場合でも、MSA, MSBは相互に制御信号をやり取りすることで、夫々にFIRフィルタ52, 53, 22, 23のロールオフ特性（必要なら減衰特性）を所望の整合状態（送受信帯域に重なりを有する状態）となる様に可変制御することで、他チャネルへの妨害を低減しつつ、2局間通信を良好に維持できる。

【0090】図11は第6の実施の形態によるデジタル無線通信装置を説明する図で、受信レベル（RSSI）に従い送信側フィルタ及び受信側フィルタのロールオフ係数及び有効タップ数を可変とする場合を示している。図において、36はIFアンプ（IFA）、37は受信レベル検出部（RSSID）、38はA/D変換部（A/D）である。

【0091】例えばBS70の圈外でMSA, MSBが2局間通信を行う場合に、受信レベルが高い場合は、2局間の距離が近いので、FIRフィルタ52, 53, 22, 23のロールオフ係数 α を小さくして（必要なら減衰特性を増して）他チャネルへの妨害低減を優先する。また受信レベルが低い場合は、2局間の距離が遠いので、ロールオフ係数 α を大きくして（必要なら減衰特性を減らして）2局間の通信維持を優先する。

【0092】なお、上記各実施の形態ではデジタルフィルタにFIRフィルタを使用したが、本発明はIIR（Infinite Impulse Response）フィルタを使用しても実現可能である。因みに、IIRフィルタの伝達関数（z変換による標準形式）は（5）式となる。

【0093】

【数5】

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots} \quad (5)$$

【0094】また、上記各実施の形態ではTDMA方式による携帯端末への適用例を述べたが、本発明はCDMA方式による無線通信装置等にも適用可能である。更には、携帯端末のみならず、様々なタイプのデジタル無線通信装置（基地局、無線中継局、地球局、子局等）にも適用可能である。また、上記本発明に好適なる複数の実施の形態を述べたが、本発明思想を逸脱しない範囲内で各部の構成、制御、及びこれらの組合せの様々な変更が行えることは言うまでも無い。

【0095】

【発明の効果】以上述べた如く本発明によれば、一般に特性バラツキや特性変動を有する様なアナログフィルタを、その特性が明らかなデジタルフィルタ（タップ係数）で適応的に補償し又は積極的に制御する構成により、高性能、高信頼性で、かつ狭帯域性等の高規格にも柔軟に対応可能なデジタル無線通信装置を小型かつ低コストで提供できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の原理を説明する図である。

【図2】第1の実施の形態によるデジタル無線通信装置の構成を示す図である。

【図3】第1の実施の形態による受信特性の調整原理を説明する図である。

【図4】第1の実施の形態による受信特性調整制御のフローチャートである。

【図5】第2の実施の形態によるデジタル無線通信装置の構成を示す図である。

【図6】第2の実施の形態における他のエラーレート検出方法を説明する図である。

【図7】第3の実施の形態によるデジタル無線通信装置の構成を示す図である。

【図8】第3の実施の形態における他の受信劣化検出方

法を説明する図である。

【図9】第4の実施の形態によるディジタル無線通信装置を説明する図である。

【図10】第5の実施の形態によるディジタル無線通信装置を説明する図である。

【図11】第6の実施の形態によるディジタル無線通信装置を説明する図である。

【図12】従来技術を説明する図(1)である。

【図13】従来技術を説明する図(2)である。

【図14】従来技術を説明する図(3)である。

【図15】従来技術を説明する図(4)である。

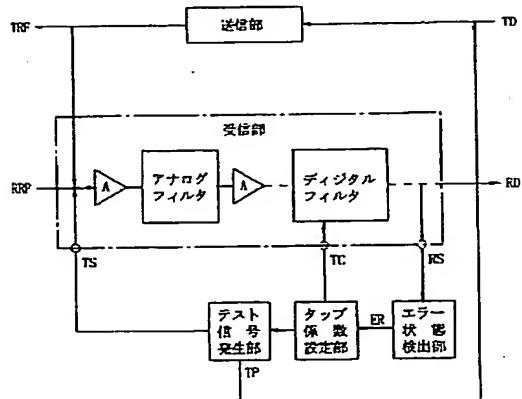
【図16】従来技術を説明する図(5)である。

【符号の説明】

- 1 アンテナ
- 2 送受分波スイッチ (C)
- 3 送信部
- 4 周波数シンセサイザ (SYN)
- 5 受信部
- 6 RFアンプ (RFA)
- 7, 9 ミキサ (X)
- 8, 10, 12 バンドパスフィルタ (BPF)
- 11 IFアンプ (IFA)
- 13 リミタアンプ (LA)
- 14 直交検波部 (ODT)
- 15 A/D変換器 (A/D)
- 16, 17 適応トランスバーサルフィルタ (ATF)
- 18 識別部 (DSC)
- 19 クロック生成部 (CG)
- 20 自動周波数制御部 (AFC)
- 21 電圧制御発信器 (VCO)
- 22, 23 FIRフィルタ (FIR)

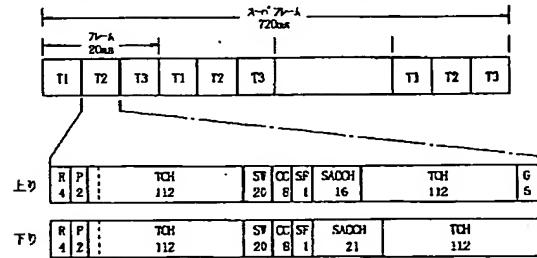
【図1】

本発明の原理を説明する図



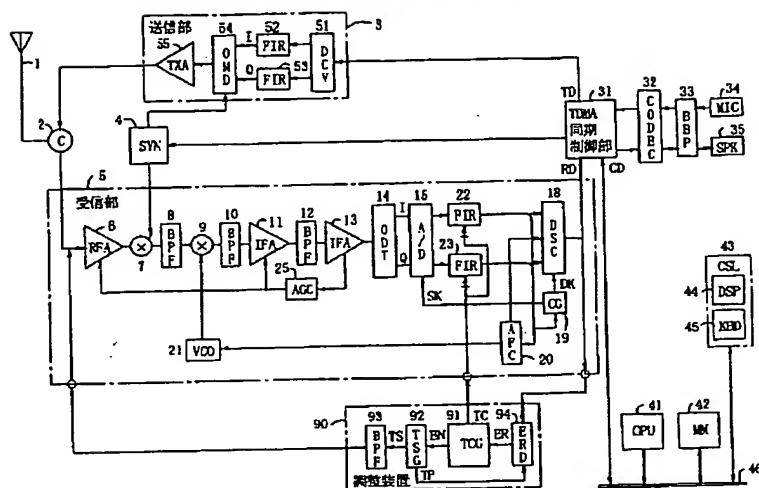
【図6】

第2の実施の形態における他のエラーレート検出方法を説明する図



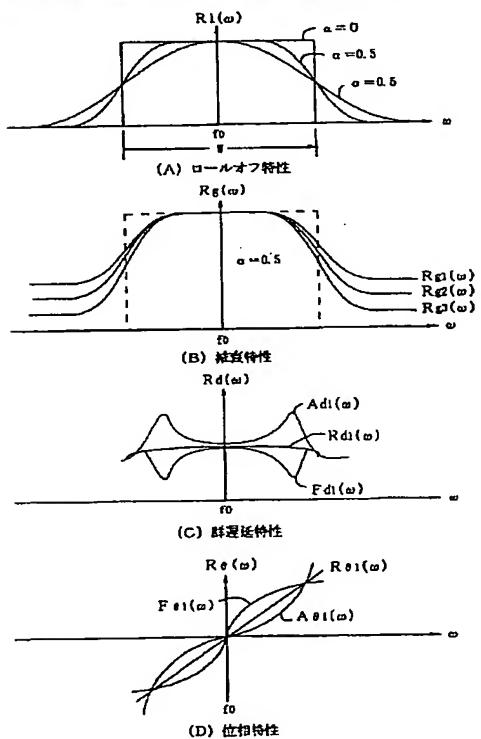
【図2】

第1の実施の形態によるデジタル無線通信装置の構成を示す図



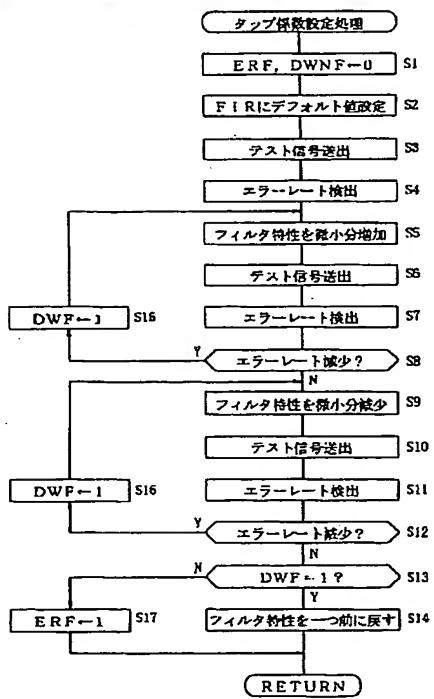
【図3】

第1の実施の形態による受信特性の調整原理を説明する図



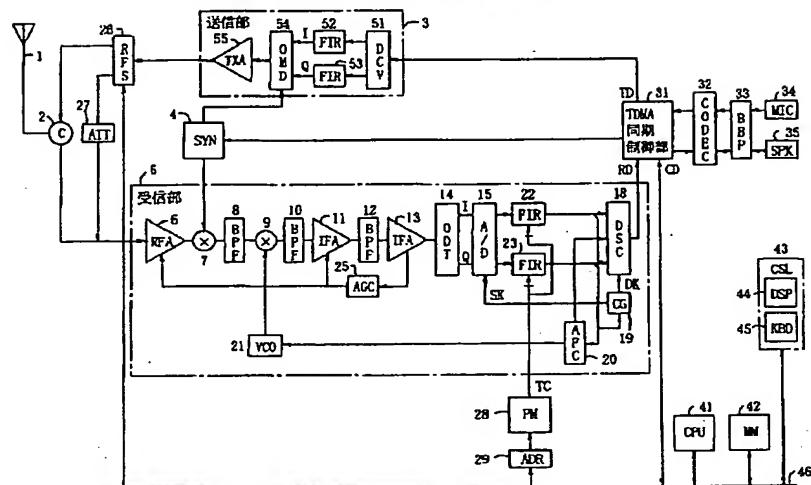
【図4】

第1の実施の形態による受信特性調整制御のフローチャート



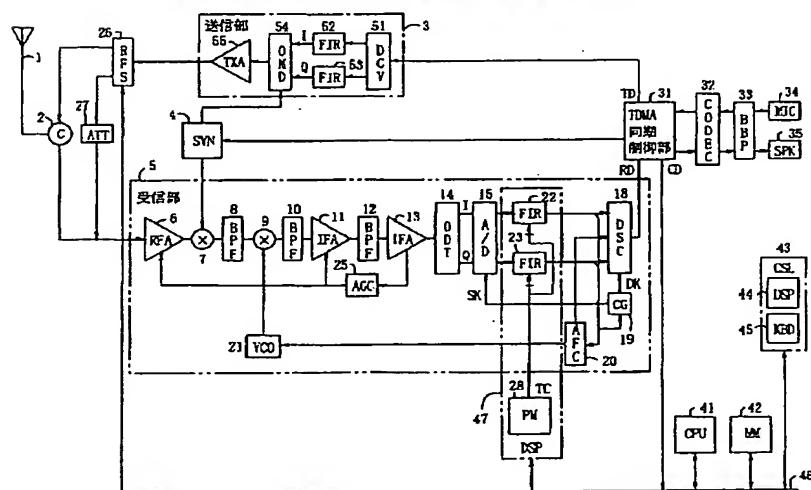
【図5】

第2の実施の形態によるディジタル無線通信装置の構成を示す図



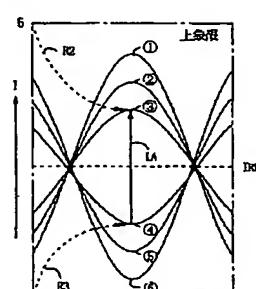
【図7】

第3の実施の形態によるディジタル無線通信装置の構成を示す図

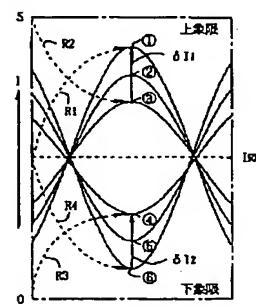


【図8】

第3の実施の形態における他の受信劣化検出方法を説明する図



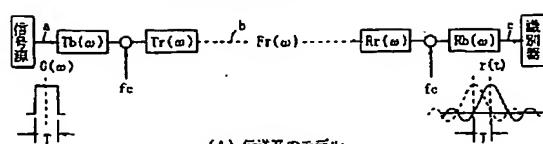
(A) アイ開口



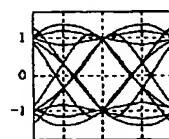
(B) アイ運動

【図12】

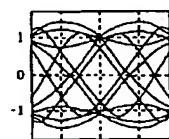
従来技術を説明する図(1)



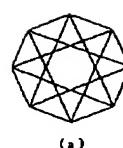
(A) 伝送系のモデル



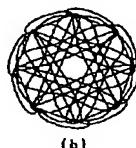
(B)



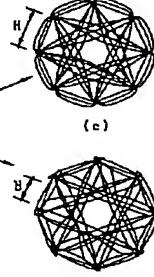
(b)



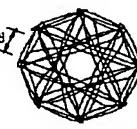
(a)



(b)



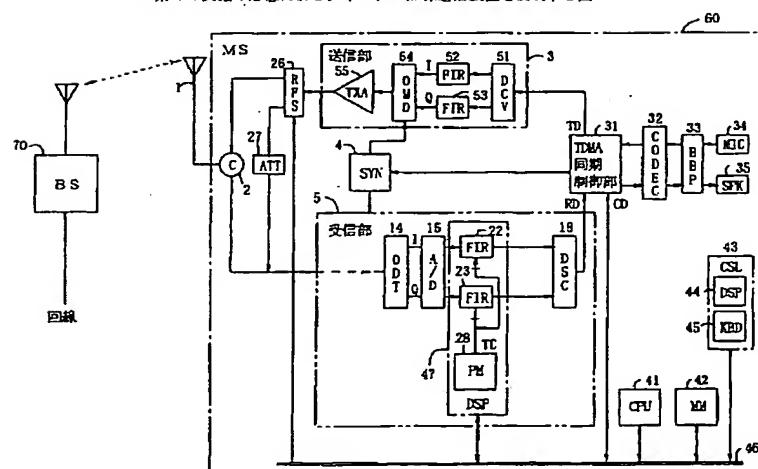
(c)



(d)

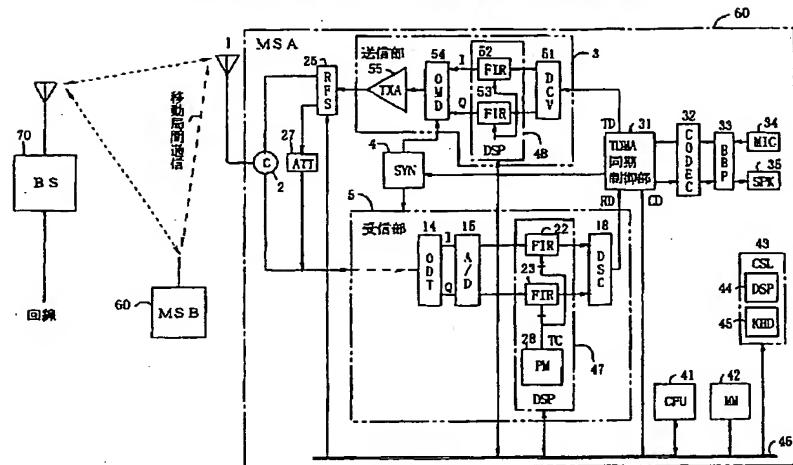
【図9】

第4の実施の形態によるデジタル無線通信装置を説明する図



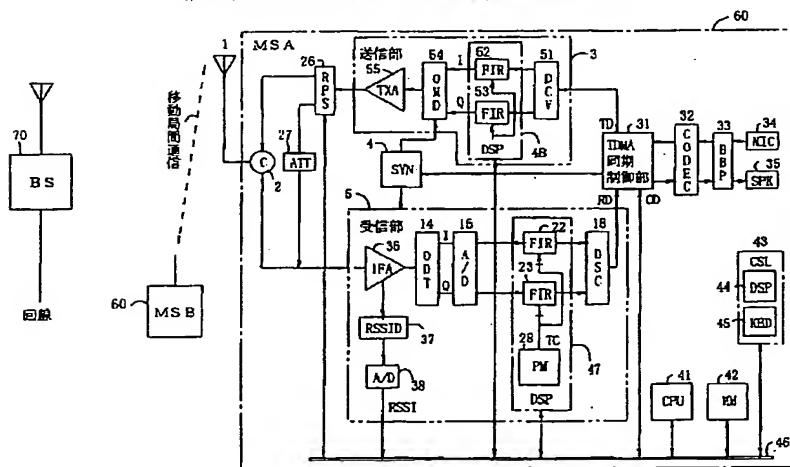
【図10】

第5の実施の形態によるデジタル無線通信装置を説明する図

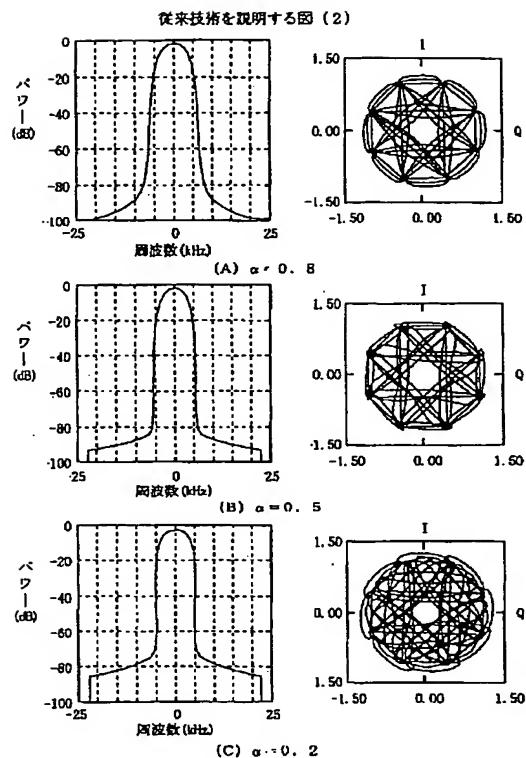


【图11】

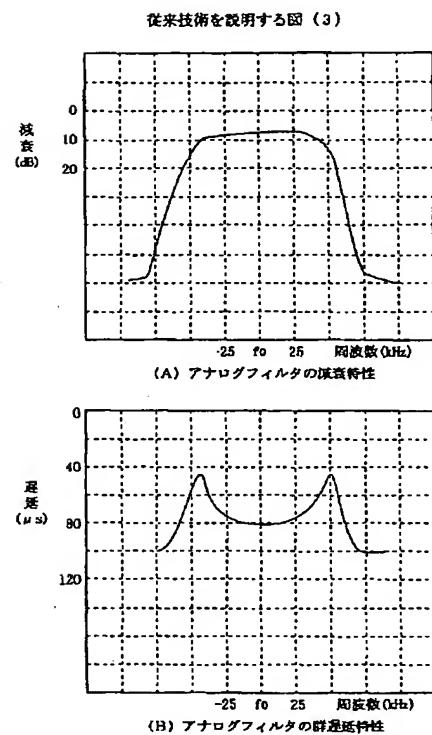
第8の実施の形態によるデジタル無線通信装置を説明する図



【図13】

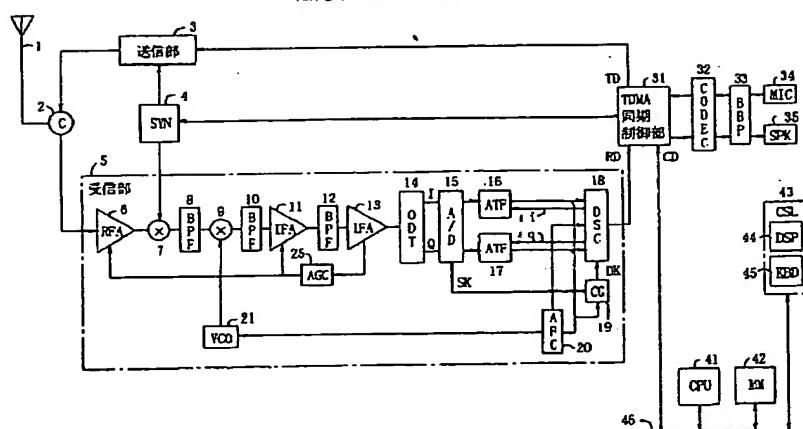


【図14】



【図15】

従来技術を説明する図(4)



【図16】

従来技術を説明する図(5)

